

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Loic BRUNEL

GAU:

SERIAL NO: New Application

EXAMINER:

FILED: Herewith

FOR: METHOD FOR CONJOINT CHANNEL AND DIRECTION OF ARRIVAL ESTIMATION

REQUEST FOR PRIORITY

ASSISTANT COMMISSIONER FOR PATENTS

WASHINGTON, D.C. 20231

SIR:

- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number, filed, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.
- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Provisional Application Serial Number, filed, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e).
- ☒ Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

<u>COUNTRY</u>	<u>APPLICATION NUMBER</u>	<u>MONTH/DAY/YEAR</u>
France	0011160	August 29, 2000

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

- ☒ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee
- ☐ were filed in prior application Serial No. filed
- ☐ were submitted to the International Bureau in PCT Application Number .
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.
- ☐ (A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and
(B) Application Serial No.(s)
- ☐ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,
MAIER & NEUSTADT, P.C.

C. Irvin McClelland

Marvin J. Spivak

Registration No. 24,913
C. Irvin McClelland

Registration Number 21,124



22850

Tel. (703) 413-3000
Fax. (703) 413-2220
(OSMMN 10/98)



112
9/19/01
JS

THIS PAGE BLANK (USPTO)



11011 U.S. PRO
09/919917
08/02/01

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le 22 MARS 2001

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

SIEGE
26 bis, rue de Saint Petersburg
75800 PARIS cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04
Télécopie : 01 42 93 59 30
<http://www.inpi.fr>

THIS PAGE BLANK (USPTO)

INPIINSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

26 bis, rue de Saint Pétersbourg

75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

**BREVET D'INVENTION
CERTIFICAT D'UTILITÉ**

Code de la propriété intellectuelle – Livre VI

cerfa
N°11354*01

REQUÊTE EN DELIVRANCE 1/2

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire DB 540W/200899

REMISE DES PIÈCES DATE		Réservé à l'INPI 29 08 2000		1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE A QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE	
LIEU 99		N° ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI 0011160		Monsieur MAILLET Alain CABINET LE GUEN ET MAILLET BREVETS - MARQUES - MODÈLES 5, Place Newquay - BP 70250 35802 DINARD CEDEX	
DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE PAR L'INPI 29 AOUT 2000					
Vos références pour ce dossier : 7391					
Confirmation d'un dépôt par télécopie		<input checked="" type="checkbox"/> N° attribué par l'INPI à la télécopie			
2 NATURE DE LA DEMANDE		Cochez l'une des 4 cases suivantes			
Demande de brevet		<input checked="" type="checkbox"/>			
Demande de certificat d'utilité		<input type="checkbox"/>			
Demande divisionnaire		<input type="checkbox"/>			
Demande de brevet initiale		N°		Date	
Ou demande de certificat d'utilité initiale		N°		Date	
Transformation d'une demande de Brevet européen		<input type="checkbox"/>		Date	
Demande de brevet initiale		N°		Date	
3 TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)					
Méthode d'estimation conjointe de canal et de direction d'arrivée					
4 DECLARATION DE PRIORITE		Pays ou organisation			
OU REQUÊTE DU BENEFICE DE		Date		N°	
LA DATE DE DÉPÔT D'UNE		Pays ou organisation		N°	
DEMANDE ANTERIEURE FRANÇAISE		Date		N°	
		Pays ou organisation		N°	
		Date		N°	
		<input type="checkbox"/> s'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé "Suite"			
5 DEMANDEUR		<input type="checkbox"/> s'il y a d'autres demandeurs, cochez la case et utilisez l'imprimé "suite"			
Nom ou dénomination sociale		MITSUBISHI ELECTRIC INFORMATION TECHNOLOGY CENTRE EUROPE B.V.			
Prénoms					
Forme Juridique		SARL de droit néerlandais			
N° SIREN					
Code APE-NAF					
Adresse	Rue	Keienbergweg 58 1101 AG AMSTERDAM ZUIDOOST			
	Code postal et ville				
Pays		PAYS BAS			
Nationalité		Néerlandaise			
N° de téléphone (facultatif)					
N° de télécopie (facultatif)					
Adresse électronique (facultatif)					

INPIINSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE**BREVET D'INVENTION
CERTIFICAT D'UTILITÉ**

REQUÊTE EN DELIVRANCE 2/2

REMISE DES PIÈCES DATE		Réservé à l'INPI 29.08.2000	
LIEU <i>de</i>		N° ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI	
		0011160	
Vos références pour ce dossier : <i>(facultatif)</i>		7391	
⑥ MANDATAIRE			
Nom		MAILLET	
Prénom		Alain	
Cabinet ou Société		Cabinet LE GUEN & MAILLET	
N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel			
Adresse	Rue	38, rue Levassasseur BP 91	
	Code postal et ville	35802	DINARD Cedex
N° de téléphone <i>(facultatif)</i>		02 99 46 55 19	
N° de télécopie <i>(facultatif)</i>		02 99 46 41 80	
Adresse électronique <i>(facultatif)</i>		leguen.maillet@wanadoo.fr	
⑦ INVENTEUR (S)			
Les inventeurs sont les demandeurs		<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non Dans ce cas fournir une désignation d'inventeur (s) séparée	
⑧ RAPPORT DE RECHERCHE			
Etablissement immédiat ou établissement différé		<input checked="" type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Paiement échelonné de la redevance		Paiement en trois versements, uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Oui <input type="checkbox"/> Non	
⑨ REDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES		Uniquement pour les personnes physiques. <input type="checkbox"/> Requête pour la première fois pour cette invention <i>(joindre un avis de non-imposition)</i> <input type="checkbox"/> Requête antérieurement à ce dépôt <i>(joindre une copie de la décision d'admission pour cette invention ou indiquer sa référence) :</i>	
Si vous avez utilisé l'imprimé "suite", Indiquez le nombre de pages jointes			
⑩ SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire)		VISA DE LA PREFECTURE OU DE L'INPI M. ROCHET	
A. MAILLET 92 3038			

La loi n°78-17 du 6 janvier 1978 relative à l'informatique, aux fichiers et aux libertés s'applique aux réponses faites à ce formulaire.
Elle garantit un droit d'accès et de rectification pour les données vous concernant auprès de l'INPI

INPIINSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

DEPARTEMENT DES BREVETS

26 bis, rue de Saint Pétersbourg

75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

**BREVET D'INVENTION
CERTIFICAT D'UTILITÉ**

Code de la propriété intellectuelle – Livre VI

cerfa

N°11235*02

DESIGNATION DE L'INVENTEUR (S) Page N° .../...
(si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 113 W/260899

Vos références pour ce dossier (facultatif)		7391	
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL		00 11 160	
TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)			
Méthode d'estimation conjointe de canal et de direction d'arrivée			
LE(S) DEMANDEUR(S) : MITSUBISHI ELECTRIC INFORMATION TECHNOLOGY CENTRE EUROPE B.V. Keienbergweg 58 1101 AG AMSTERDAM ZUIDOOST PAYS BAS			
DESIGNE (NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) : (Indiquez en haut à droite "page N°1/1" S'il y a plus de trois inventeurs, utilisez un formulaire identique et numérotez chaque page en indiquant le nombre total de pages).			
Nom		BRUNEL	
Prénoms		Loïc	
Adresse	Rue	Immeuble Germanium 80, avenue des Buttes de Coësmes	
	Code postal et ville	35700	RENNES
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom			
Prénoms			
Adresse	Rue		
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom			
Prénoms			
Adresse	Rue		
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire)		A. MAILLET 92 3036	

THIS PAGE BLANK (USPTO)

La présente invention concerne de manière générale une méthode de détermination de la fonction de transfert spatiale d'un canal de transmission au moyen d'un réseau d'antennes. Plus précisément, lorsque la propagation du signal entre un émetteur et un réseau d'antennes de réception se fait suivant une pluralité de trajets, la
5 présente invention permet d'estimer, pour chaque trajet, la direction d'arrivée conjointement à l'atténuation et la rotation de phase subies par le signal le long de ce trajet. La présente invention s'applique plus particulièrement à l'estimation de canal et de direction d'arrivée en téléphonie mobile.

La propagation d'un signal entre un émetteur et un récepteur, notamment entre
10 un téléphone mobile et une station de base peut se faire selon des trajets multiples. Chaque trajet est caractérisé par un retard, une direction d'arrivée, une atténuation et une rotation de phase.

Il est connu d'utiliser un réseau d'antennes pour faire de la formation de faisceau et/ou de l'annulation d'interférence selon une ou plusieurs directions. Le
15 traitement d'antenne consiste en une pondération des sorties des différentes antennes par des coefficients complexes avant sommation, les coefficients étant choisis de manière à obtenir le diagramme d'antenne équivalente souhaité. On peut ainsi former un faisceau dans la direction d'arrivée du signal utile tout en plaçant des zéros dans les directions d'arrivée des signaux interférents. La plupart des techniques de formation
20 de faisceau requièrent toutefois la connaissance préalable de la direction d'arrivée du signal. La formation de faisceau a été appliquée à la téléphonie mobile, notamment pour diriger un faisceau de réception d'une station de base vers un terminal mobile (liaison montante). La station de base est alors équipée d'une antenne adaptative (dite « antenne intelligente ») capable de pointer dans la direction d'un trajet de
25 propagation issu d'un terminal mobile.

Outre la direction d'arrivée du signal utile, il est souvent nécessaire de connaître les caractéristiques du canal de transmission. Ainsi lorsqu'un système de téléphonie mobile fonctionne selon un mode d'accès à répartition par codes (CDMA pour Code Division Multiple Access) et exploite la diversité en réception grâce à un récepteur
30 RAKE, les coefficients complexes utilisés dans les différentes branches du récepteur sont obtenus à partir de l'atténuation et de la rotation de phase subies le long des différents trajets.

Il est connu d'utiliser une antenne adaptative exploitant la diversité de trajets. Pour ce faire, les systèmes de l'état de la technique utilisent un récepteur RAKE par

antenne et effectuent la formation de faisceau à partir des signaux issus des différents récepteurs. On peut également envisager de pointer plusieurs faisceaux selon les directions d'arrivée des différents trajets et d'effectuer ensuite la combinaison des différents trajets dans un récepteur RAKE. Dans un cas comme dans l'autre on procède indépendamment à l'estimation de la direction d'arrivée du signal utile et des caractéristiques du canal de transmission. Cette approche présente le double inconvénient de nécessiter deux étapes d'estimation et de ne pas exploiter la totalité de l'information disponible à la seconde étape d'estimation.

Le but de la présente invention est de remédier aux inconvénients précités et de proposer une méthode d'estimation conjointe de la direction d'arrivée et des caractéristiques du canal de transmission. Plus particulièrement, lorsque le canal de transmission comporte plusieurs trajets de propagation, l'invention permet d'estimer la direction d'arrivée de chaque trajet et le coefficient complexe (atténuation et rotation de phase) caractérisant chaque trajet.

L'invention est définie par une méthode d'estimation de canal et de direction d'arrivée d'un signal émis par un émetteur et reçu par un réseau d'antennes après s'être propagé selon au moins un trajet, la méthode comprenant, pour chaque trajet, une première étape d'estimation des déphasages (ξ_i) des signaux reçus par les différentes antennes du réseau, une seconde étape d'estimation de l'angle d'arrivée (θ) du signal ainsi que de la rotation de phase (ν) subie par le signal le long dudit trajet à partir desdits déphasages et une troisième étape d'estimation de l'atténuation (α) subie par le signal le long dudit trajet à partir des valeurs estimées ($\hat{\nu}$, $\hat{\theta}$) de la rotation de phase et de l'angle d'arrivée.

Avantageusement, la première étape comprend, pour chaque signal reçu (x_i), la minimisation d'une première distance entre une pluralité de valeurs dudit signal ($x_i(t)$) prises à une pluralité d'instantanés (t) et les valeurs prises aux mêmes instantanés d'un signal pilote ($b(t)$) ayant subi le déphasage et l'atténuation à estimer.

Selon une caractéristique de l'invention, la seconde étape comprend une levée d'ambiguïté des déphasages, la levée d'ambiguïté opérant de proche en proche d'une antenne à la suivante à partir d'une antenne de référence du réseau.

Avantageusement, la levée d'ambiguïté utilise une relation affine entre les déphasages et le rang de l'antenne dans le réseau.

Selon une autre caractéristique de l'invention, la rotation de phase (ν) et l'angle d'arrivée (θ) sont estimés à partir d'une régression linéaire sur les valeurs estimées des déphasages.

Avantageusement, la rotation de phase (ν) et l'angle d'arrivée (θ) sont estimés
 5 en minimisant une seconde distance $J(\nu, \varphi) = \sum_{\ell=1}^L \left(\nu + (\ell - 1) \cdot \varphi - \hat{\xi}_{\ell} \right)^2$ où $\hat{\xi}_{\ell}$ est la valeur estimée du déphasage du signal reçu par l'antenne de rang ℓ , $\varphi = 2\pi \cdot \cos(\theta) \cdot d / \lambda$ où d est le pas du réseau, λ la longueur d'onde du signal et L le nombre d'antennes du réseau.

Selon une autre caractéristique de l'invention, l'on procède à une nouvelle
 10 estimation ($\tilde{\xi}_{\ell}$) des déphasages à partir de la valeur estimée de la rotation de phase ($\hat{\nu}$) et de celle de l'angle d'arrivée ($\hat{\theta}$).

Avantageusement, l'atténuation (α) est estimée en minimisant une troisième distance entre une pluralité de valeurs dudit signal ($x(t)$) prises à une pluralité
 15 d'instants (t) et les valeurs prises aux mêmes instants d'un signal pilote ($b(t)$) déphasé des valeurs de déphasage ($\tilde{\xi}_{\ell}$) nouvellement estimées et ayant subi l'atténuation (α) à estimer, la distance étant calculée sur l'ensemble des antennes du réseau.

L'invention est également définie par un dispositif de réception de signal comprenant un réseau d'antennes et des moyens d'estimation adaptés à mettre en œuvre les étapes de la méthode d'estimation exposée ci-dessus.

20 Selon une caractéristique de l'invention, le dispositif comprend en sortie de chaque antenne une pluralité de filtres adaptés aux différents trajets de propagation du signal et une pluralité de moyens d'estimation, chaque moyen d'estimation étant associé à un trajet (i) et recevant les sorties des filtres adaptés au trajet correspondant.

Selon une autre caractéristique de l'invention, le dispositif comprend des
 25 moyens de formation de voie, chaque moyen de formation de voie étant associé à un trajet (i) et recevant du moyen d'estimation associé audit trajet l'estimation $\hat{\theta}_i$ de l'angle d'arrivée dudit trajet pour former une voie dans la direction correspondante.

En outre, chaque moyen de formation de voie peut également recevoir, des
 30 moyens d'estimation autres que le moyen d'estimation associé, les estimations ($\hat{\theta}_{i'}, i' \neq i$) des angles d'arrivée des autres trajets pour placer des zéros dans les directions correspondantes.

Avantageusement, le dispositif comprend une pluralité de moyens de multiplication complexe, chaque moyen de multiplication complexe étant associé à un

trajet (i) et multipliant la sortie d'un moyen de formation de voie par le coefficient complexe $\hat{\alpha}_i e^{-j\hat{\nu}_i}$ où $\hat{\nu}_i$ et $\hat{\alpha}_i$ sont les valeurs estimées de la rotation de phase et du coefficient d'atténuation fournies par le moyen d'estimation associé audit trajet.

Les caractéristiques de l'invention mentionnées ci-dessus, ainsi que d'autres, apparaîtront plus clairement à la lecture de la description faite en relation avec les figures jointes, parmi lesquelles :

La Fig. 1 représente de manière schématique une propagation multi-trajet entre une source et un réseau d'antennes ;

La Fig. 2 représente un diagramme illustrant une procédure de levée d'ambiguïté utile à un mode de réalisation de l'invention ;

La Fig. 3 représente un dispositif de réception selon un mode de réalisation de l'invention ;

Nous nous plaçons dans l'hypothèse illustrée en Fig. 1 où un signal est émis par une source et reçu par un réseau d'antennes. Le réseau illustré est uniforme et linéaire mais, bien entendu, d'autres modes de réalisation peuvent être envisagés, notamment des réseaux sectoriels présentant des antennes élémentaires arrangées selon un arc de cercle. Le signal se propage selon une pluralité p de trajets, chaque trajet $i=1..p$ arrivant sur le réseau selon un angle d'incidence θ_i . L'ensemble des trajets constitue le canal de transmission entre la source émettrice et le réseau récepteur. Si plusieurs sources $j=1..J$ émettent chacune un signal S_j , il y aura J canaux de transmission distincts, chaque canal étant constitué d'une pluralité de trajets.

Dans le contexte d'un système de télécommunication mobile, les canaux de transmission considérés correspondront à des liaisons montantes entre des terminaux mobiles, dénommés encore ci-après utilisateurs, et la station de base. Lorsque plusieurs liaisons montantes sont simultanément établies avec une même station de base, un canal de transmission donné peut être perturbé par les signaux des autres utilisateurs (interférence multi-utilisateur). En outre, le signal d'un utilisateur donné s'étant propagé selon différents trajets arrive sur le réseau après des temps de propagation différents. Les canaux de transmission étant généralement dispersifs en temps du fait de leur sélectivité en fréquence, leurs réponses impulsionnelles sont de durée non négligeable, ce qui crée des interférences entre les signaux issu du même utilisateur mais ayant suivi des trajets distincts (interférence multi-trajet). Dans

certaines systèmes, notamment ceux utilisant un accès CDMA par séquences directes (DS-CDMA), on arrive à isoler dans une certaine mesure chaque trajet de chaque utilisateur. Pour ce faire, on exploite les bonnes propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélacion des séquences d'étalement (spreading codes) en filtrant le signal
 5 reçu par un banc de filtres adaptés. Les interférences multi-utilisateur et multi-trajet ne sont toutefois pas complètement éliminées et une interférence résiduelle subsiste. Si les utilisateurs sont suffisamment nombreux, le théorème central limite peut être appliqué et l'interférence résiduelle vue comme un bruit blanc additif gaussien.

L'invention présuppose que le récepteur puisse, au moins grossièrement, séparer
 10 au niveau de chaque antenne les différents trajets d'un signal issu d'un utilisateur. Ce sera le cas pour un système DS-CDMA, si l'on utilise en sortie de chaque antenne une batterie de filtres adaptés à ces différents trajets. Ce sera encore le cas si le canal de transmission entre l'utilisateur et le récepteur est essentiellement constitué d'un seul trajet.

15 Chaque trajet i , $i=1..p$, est en réalité la combinaison d'un grand nombre de trajets élémentaires ayant subi des réflexions et des diffusions produites par l'environnement du récepteur et de l'émetteur. A chacun de ces trajets élémentaires sont associées une rotation de phase et une atténuation qui suivent des lois uniformes. D'après le théorème central limite, le signal $s_i(t)$ provenant du trajet i peut alors
 20 s'écrire :

$$s_i(t) = \alpha_i(t) \cdot e^{j\nu_i(t)} \cdot b_i(t) + n_i(t) \quad (1)$$

où $\alpha_i(t)$ est l'atténuation associée au trajet i obéissant à une loi de Rayleigh,
 25 $\nu_i(t)$ est la rotation de phase, uniformément répartie sur $]-\pi; \pi]$, $b_i(t)$ est l'information émise et $n_i(t)$ est un bruit blanc additif gaussien incluant l'interférence résiduelle. Le canal est variant dans le temps. Un des paramètres permettant de quantifier cette variation est le temps de cohérence $(\Delta t)_c$, qui garantit que deux réponses du canal à deux instants séparés de plus de $(\Delta t)_c$ sont non corrélées. Si les
 30 antennes employées dans le réseau ne sont pas omni-directionnelles, le coefficient $\alpha_i(t)$ intègre également le gain d'antenne.

Nous considérons maintenant le canal de transmission entre un utilisateur et le récepteur. Nous supposons que le récepteur puisse isoler un trajet i du canal, soit que le canal ne comporte qu'un seul trajet, soit que l'on utilise un filtrage adapté au trajet

i. Un seul trajet étant considéré, nous pouvons omettre l'indice i pour simplifier les notations. Nous supposons également que le signal arrive sur un réseau linéaire uniforme de L antennes sous un angle d'incidence $\theta(t)$.

En notant x_ℓ le signal reçu au niveau de l'antenne ℓ , $\ell = (1, \dots, L)$ on peut écrire:

$$x_\ell(t) = \alpha(t) \cdot e^{j\xi_\ell(t)} \cdot b(t) + n_\ell(t) \quad (2)$$

avec

$$\xi_\ell(t) = \nu(t) + (\ell-1) \cdot \varphi(t) = \nu(t) + 2\pi \frac{d}{\lambda} (\ell-1) \cos(\theta(t)) \quad (3)$$

où d est le pas du réseau, λ est la longueur d'onde, $b(t)$ est le symbole émis par l'utilisateur, $n_\ell(t)$ est le bruit blanc additif gaussien au niveau de l'antenne ℓ incluant le bruit thermique, l'interférence multi-trajet et l'interférence multi-utilisateur.

La réponse du canal est ainsi modélisée par un coefficient d'atténuation $\alpha(t)$ et une rotation de phase $\nu(t)$. Le déphasage total $\xi_\ell(t)$ résulte d'une part de la rotation de phase $\nu(t)$ induite par le canal et d'autre part de la différence de marche entre l'antenne ℓ et l'antenne de référence 1 sous l'angle d'arrivée $\theta(t)$.

L'invention propose une estimation conjointe de $\nu(t)$, $\theta(t)$, $\alpha(t)$ à partir des signaux $x_\ell(t)$ et d'une information a priori sur symbole émis $b(t)$. Le symbole $b(t)$ peut être un symbole pilote parfaitement connu du récepteur ou encore un symbole issu d'une opération de décodage antérieure à décisions souples ou dures et présentant un degré de fiabilité suffisant.

Nous supposons $\nu(t)$, $\theta(t)$, $\alpha(t)$ constants sur une fenêtre d'observation de longueur T choisie faible devant le temps de cohérence $(\Delta t)_c$. La longueur T sera choisie d'autant plus courte que la vitesse du mobile est élevée et choisie d'autant plus longue que le rapport signal sur bruit est faible. Elle peut évoluer dans le temps en fonction des conditions de transmission.

On cherche θ , α et ν tels que la distance quadratique D soit minimale.

$$D = \sum_{t=1}^T \sum_{\ell=1}^L |x_\ell(t) - \alpha e^{j\xi_\ell} \cdot b(t)|^2 \quad (4)$$

La résolution d'un tel problème nécessite la résolution d'un système non linéaire complexe. Le problème est résolu en le scindant en trois étapes.

5 **Etape 1 :** on estime ξ_t en minimisant la distance quadratique D_t au niveau de chaque antenne :

$$D_t = \sum_{t=1}^T |x_t(t) - \alpha \cdot e^{j\xi_t} \cdot b(t)|^2 \quad (5)$$

10 **Etape 2 :** on estime θ et ν à partir d'une régression linéaire sur les valeurs estimées $\hat{\xi}_t$.

Etape 3 : à partir des valeurs estimées $\hat{\nu}$ et $\hat{\theta}$ on estime finalement α en minimisant la distance quadratique $D = \sum_{t=1}^L D_t$.

15 Dans la première étape on cherche à estimer le déphasage du signal au niveau de chaque antenne, c'est-à-dire la valeur $\hat{\xi}_t$ de ξ_t qui minimise D_t :

$$\begin{aligned} D_t &= \sum_{t=1}^T |x_t(t) - \alpha \cdot e^{j\xi_t} \cdot b(t)|^2 \\ &= \sum_{t=1}^T (x_t(t) - \alpha \cdot e^{j\xi_t} \cdot b(t)) \cdot (x_t^*(t) - \alpha \cdot e^{-j\xi_t} \cdot b^*(t)) \\ &= \sum_{t=1}^T (|x_t(t)|^2 + \alpha^2 |b(t)|^2 - 2 \operatorname{Re}(x_t(t) \cdot \alpha \cdot e^{-j\xi_t} \cdot b^*(t))) \end{aligned} \quad (6)$$

Si l'on prend la partie réelle dans l'équation (6), on obtient :

$$\begin{aligned} x_t(t) \cdot \alpha \cdot e^{-j\xi_t} \cdot b^*(t) &= \alpha \cdot (x_t^R(t) + j \cdot x_t^I(t)) \cdot (b^R(t) - j \cdot b^I(t)) \cdot (\cos(\xi_t) - j \cdot \sin(\xi_t)) \\ &= \alpha \cdot ([x_t^R(t) \cdot b^R(t) + x_t^I(t) \cdot b^I(t)] + j \cdot [x_t^I(t) \cdot b^R(t) - x_t^R(t) \cdot b^I(t)]) \cdot (\cos(\xi_t) - j \cdot \sin(\xi_t)) \end{aligned} \quad (7)$$

donc

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(x_t(t) \cdot \alpha \cdot e^{-j\xi_t} \cdot b^*(t)) &= \alpha \cdot ([x_t^R(t) \cdot b^R(t) + x_t^I(t) \cdot b^I(t)] \cdot \cos(\xi_t) \\ &\quad + [x_t^I(t) \cdot b^R(t) - x_t^R(t) \cdot b^I(t)] \cdot \sin(\xi_t)) \end{aligned} \quad (8)$$

En utilisant les équations (6) et (8) on peut calculer la dérivée de la distance D_t selon ξ_t . On obtient :

$$\begin{aligned} \frac{\partial D_t}{\partial \xi_t} &= -2 \cdot \sum_{i=1}^T \frac{\partial [\operatorname{Re}(x_i(t) \cdot \alpha \cdot e^{-j\xi_t} \cdot b^*(t))]}{\partial \xi_t} \\ &= -2\alpha \cdot \sum_{i=1}^T \left(-[x_i^R(t) \cdot b^R(t) + x_i^I(t) \cdot b^I(t)] \cdot \sin(\xi_t) + [x_i^I(t) \cdot b^R(t) - x_i^R(t) \cdot b^I(t)] \cdot \cos(\xi_t) \right) \end{aligned} \quad (9)$$

- 5 On cherche la valeur $\hat{\xi}_t$ de ξ_t qui annule la dérivée de l'équation (9). $\hat{\xi}_t$ doit donc vérifier l'équation suivante :

$$\sum_{i=1}^T [x_i^I(t) \cdot b^R(t) - x_i^R(t) \cdot b^I(t)] \cdot \cos(\hat{\xi}_t) = \sum_{i=1}^T [x_i^R(t) \cdot b^R(t) + x_i^I(t) \cdot b^I(t)] \cdot \sin(\hat{\xi}_t) \quad (10)$$

Pour simplifier les écritures définissons les sommes suivantes :

$$\begin{aligned} S_t^1 &\stackrel{\Delta}{=} \sum_{i=1}^T x_i^I(t) \cdot b^R(t) \\ S_t^2 &\stackrel{\Delta}{=} \sum_{i=1}^T x_i^R(t) \cdot b^I(t) \\ 10 \quad S_t^3 &\stackrel{\Delta}{=} \sum_{i=1}^T x_i^R(t) \cdot b^R(t) \\ S_t^4 &\stackrel{\Delta}{=} \sum_{i=1}^T x_i^I(t) \cdot b^I(t) \end{aligned}$$

En remplaçant les sommes ci-dessus dans l'équation (10), on obtient la valeur estimée du déphasage ξ_t :

$$\hat{\xi}_t = \operatorname{Arc} \operatorname{tg} \left(\frac{S_t^1 - S_t^2}{S_t^3 + S_t^4} \right) \quad (11)$$

- 15 Dans la seconde étape, on estime θ et ν à partir des valeurs estimées $\hat{\xi}_t$ des déphasages ξ_t . Le calcul des valeurs estimées $\hat{\theta}$ et $\hat{\nu}$ sera fait dans le cas simple d'un réseau linéaire uniforme mais peut s'étendre à un réseau quelconque.

- Sur la première antenne ($\ell = 1$) prise comme antenne de référence, la rotation de phase ne dépend pas de la direction d'arrivée : $\xi_1 = \nu$. On peut donc provisoirement choisir $\hat{\nu}$ égal à $\hat{\xi}_1$. L'équation (10) a néanmoins deux solutions distinctes sur
20 $]-\pi; \pi]$, qui correspondent à un maximum et un minimum de la fonction $D_t(\xi_t)$ et diffèrent d'un angle π . Ces deux valeurs estimées sont :

$$\hat{\xi}_1^0 \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right] \text{ et } \hat{\xi}_1^1 = \hat{\xi}_1^0 + \pi \quad (12)$$

Le minimum correspond à la valeur pour laquelle la dérivée seconde $\frac{\partial^2 D_\ell}{\partial \xi_\ell^2}$ avec $\ell = 1$ est positive.

$$\frac{\partial^2 D_\ell}{\partial \xi_\ell^2} = 2\alpha \left[(S_\ell^3 + S_\ell^4) \cos(\xi_\ell) + (S_\ell^1 - S_\ell^2) \sin(\xi_\ell) \right] \quad (13)$$

- 5 $\hat{\xi}_1$ est celle des deux valeurs fournies par l'équation (10) qui correspond à une valeur positive de la formule (13) pour $\ell = 1$. Considérons maintenant les autres antennes ($\ell > 1$). La valeur de ξ_ℓ est liée à θ et ν par les égalités suivantes :

$$\xi_\ell = \nu + \varphi_\ell = \nu + (\ell - 1) \cdot \varphi = \nu + 2\pi \frac{d}{\lambda} (\ell - 1) \cos \theta \quad (14)$$

L'équation (10) a plusieurs solutions. Soit $\hat{\xi}_\ell^0$ l'unique solution telle que $\hat{\xi}_\ell^0 \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right]$. Les autres solutions sont $\hat{\xi}_\ell^k = \hat{\xi}_\ell^0 + k \cdot \pi$ avec k entier relatif.

- 10 D'après la relation (14) on doit toujours avoir

$$\hat{\xi}_\ell^k \in \left] -2\pi \frac{d}{\lambda} (\ell - 1) + \nu ; 2\pi \frac{d}{\lambda} (\ell - 1) + \nu \right] \quad (15)$$

- On doit donc rechercher toutes les solutions possibles qui vérifient les conditions (14) et (15), en remplaçant ν par sa valeur estimée déjà disponible $\hat{\xi}_1$. Si $d/\lambda = 1/2$, la longueur du segment de l'équation (15) est $2(\ell - 1)\pi$. Il existe donc au plus $2(\ell - 1)$ valeurs possibles de $\hat{\xi}_\ell^k$ pour $d/\lambda \leq 1/2$. Il faut ensuite vérifier, pour chacune de ces solutions, si elle est bien un minimum et donc si la dérivée seconde fournie par la formule (13) est bien positive pour la valeur $\xi_\ell = \hat{\xi}_\ell^k$. Grâce aux propriétés de périodicité des fonctions cosinus et sinus, on peut montrer que si $\hat{\xi}_\ell^0$ est un minimum, tous les $\hat{\xi}_\ell^k$ avec k pair sont des minima et tous les $\hat{\xi}_\ell^k$ avec k impair des maxima. De même, si $\hat{\xi}_\ell^0$ est un maximum, tous les $\hat{\xi}_\ell^k$ avec k pair sont des maxima et tous les $\hat{\xi}_\ell^k$ avec k impair des minima. On en déduit donc que parmi les $2(\ell - 1)$ valeurs possibles de $\hat{\xi}_\ell^k$, seules $(\ell - 1)$ valeurs sont des minima.

- Il reste donc à choisir un minimum parmi les différents minima obtenus. La procédure de levée d'ambiguïté est illustrée en Fig. 2. Pour $\ell = 2$ et $d/\lambda \leq 1/2$, ce qui est toujours le cas en pratique, $\hat{\xi}_2^k \in]-\pi + \nu ; \pi + \nu]$ et il n'existe donc qu'un seul minimum $\hat{\xi}_2$. Ce minimum permet de faire une première estimation $\hat{\varphi}^{(2)}$ de φ : $\hat{\varphi}^{(2)} = \hat{\xi}_2 - \hat{\xi}_1$. L'ambiguïté sur les valeurs estimées $\hat{\xi}_\ell^k$ croît linéairement avec le rang ℓ de l'antenne. Cependant, la relation affine entre ξ_ℓ et φ ainsi qu'une condition de

continuité de φ d'une antenne à la suivante permettent de lever cette ambiguïté. Plus précisément, pour $\ell > 2$, on choisit parmi tous les minima possibles celui qui conduit à la plus faible variation de l'estimation de φ de l'antenne $\ell - 1$ à l'antenne ℓ , soit :

$$\hat{\xi}_\ell = \hat{\xi}_\ell^{\hat{k}} \quad \text{avec} \quad \hat{k} = \arg \min_{k \text{ tel que } \hat{\xi}_\ell^k \text{ est un minimum}} (|\hat{\varphi}^{(k,\ell)} - \hat{\varphi}^{(\ell-1)}|) \quad (16)$$

5 où $\hat{\varphi}^{(k,\ell)} = \frac{\hat{\xi}_\ell^k - \hat{\nu}}{\ell - 1}$
 et $\hat{\varphi}^{(\ell)} = \frac{\hat{\xi}_\ell - \hat{\nu}}{\ell - 1}$

où le choix de $\hat{\xi}_\ell$ exprimé par l'équation (16) traduit la continuité de φ d'une antenne à la suivante. On lève ainsi l'ambiguïté de proche en proche, d'une antenne à la suivante en partant de l'antenne de référence $\ell=1$.

10 On dispose ainsi d'un ensemble de L valeurs estimées $\hat{\xi}_\ell$ pour $\ell = \{1, \dots, L\}$ à partir desquelles les valeurs estimées $\hat{\nu}$ et $\hat{\varphi}$ sont ensuite obtenues par régression linéaire. Plus précisément on cherche les valeurs $\hat{\nu}$ et $\hat{\varphi}$ qui minimisent l'écart quadratique J :

$$J(\nu, \varphi) = \sum_{\ell=1}^L (\nu + (\ell - 1) \cdot \varphi - \hat{\xi}_\ell)^2 \quad (17)$$

15 Ces deux valeurs sont obtenues par annulation des dérivées partielles de la fonction J :

$$\frac{\partial J}{\partial \nu}(\hat{\nu}, \hat{\varphi}) = 2 \cdot \sum_{\ell=1}^L (\hat{\nu} + (\ell - 1) \cdot \hat{\varphi} - \hat{\xi}_\ell) = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \hat{\nu} = \overline{\xi} - \hat{\varphi} \cdot \overline{\ell - 1} \quad (18)$$

$$\text{avec } \overline{\xi} = \frac{1}{L} \sum_{\ell=1}^L \hat{\xi}_\ell \quad \text{et} \quad \overline{\ell - 1} = \frac{1}{L} \sum_{\ell=1}^L (\ell - 1)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \varphi}(\hat{\nu}, \hat{\varphi}) = 2 \cdot \sum_{\ell=1}^L (\ell - 1) \cdot (\hat{\nu} + (\ell - 1) \cdot \hat{\varphi} - \hat{\xi}_\ell) = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \overline{(\ell - 1)^2} \cdot \hat{\varphi} = \overline{(\ell - 1)} \cdot \overline{\xi} - \hat{\nu} \cdot \overline{\ell - 1}$$

20 (19)

$$\text{avec } \overline{(\ell - 1)} \cdot \overline{\xi} = \frac{1}{L} \sum_{\ell=1}^L (\ell - 1) \cdot \hat{\xi}_\ell \quad \text{et} \quad \overline{(\ell - 1)^2} = \frac{1}{L} \sum_{\ell=1}^L (\ell - 1)^2$$

En remplaçant l'équation (18) dans l'équation (19), on obtient :

$$\overline{(\ell - 1)^2} \cdot \hat{\varphi} = \overline{(\ell - 1)} \cdot \overline{\xi} - (\overline{\xi} - \hat{\varphi} \cdot \overline{\ell - 1}) \cdot \overline{\ell - 1} \quad \Leftrightarrow \quad \hat{\varphi} = \frac{\overline{(\ell - 1)} \cdot \overline{\xi} - \overline{\xi} \cdot \overline{\ell - 1}}{\overline{(\ell - 1)^2} - \overline{\ell - 1}^2} \quad (20)$$

25 Grâce à l'équation (18), on peut alors calculer $\hat{\nu}$. A partir de la valeur de $\hat{\varphi}$, on peut également déduire $\hat{\theta}$:

$$\hat{\theta} = \arccos\left(\frac{\hat{\phi}}{2\pi d / \lambda}\right) \in [0; \pi] \quad (21)$$

On dispose à la fin de la seconde étape des valeurs estimées \hat{v} et $\hat{\theta}$. Dans la troisième étape on cherche à évaluer le coefficient d'atténuation α . Pour ce faire, on procède d'abord à une nouvelle estimation $\tilde{\xi}_\ell$ des déphasages au niveau de chaque antenne ℓ à partir de \hat{v} et $\hat{\phi}$ soit:

$$\tilde{\xi}_\ell = \hat{v} + (\ell - 1) \cdot \hat{\phi} \quad (22)$$

Enfin, la valeur estimée $\hat{\alpha}$ de l'atténuation α du canal est celle qui minimise D sachant que $\xi_\ell = \tilde{\xi}_\ell, \forall \ell$. D'après l'équation (4), la valeur $\hat{\alpha}$, qui annule la dérivée $\frac{\partial D}{\partial \alpha}$, vérifie :

$$\frac{\partial D}{\partial \alpha}(\hat{\alpha}) = 2 \cdot \sum_{\ell=1}^L \sum_{t=1}^T \left[\hat{\alpha} |b(t)|^2 - \operatorname{Re}(x_\ell(t) \cdot e^{-j\tilde{\xi}_\ell} \cdot b^*(t)) \right] = 0 \Leftrightarrow \hat{\alpha} = \frac{\sum_{\ell=1}^L \sum_{t=1}^T \operatorname{Re}(x_\ell(t) \cdot e^{-j\tilde{\xi}_\ell} \cdot b^*(t))}{L \sum_{t=1}^T |b(t)|^2} \quad (23)$$

L'estimation de θ , v et α peut se faire de manière dynamique en utilisant une fenêtre d'analyse glissante. La poursuite de l'angle d'arrivée permet alors au formateur de faisceau de suivre continûment le mobile. De même, la poursuite des paramètres v et α permet d'assurer une combinaison adaptative des différentes branches dans un récepteur RAKE.

Nous avons considéré jusqu'à présent un seul trajet du canal de transmission. Si le canal présente plusieurs trajets $i=1..p$, la méthode d'estimation conjointe doit être appliquée à chaque trajet i . Le canal peut alors être caractérisé par un ensemble de triplets de valeurs estimées $(\hat{\theta}_i, \hat{v}_i, \hat{\alpha}_i)$, $i=1..p$, chaque triplet caractérisant lui-même un trajet.

La Fig. 3 illustre un dispositif de réception selon un mode de réalisation de l'invention. Le dispositif comprend un réseau d'antennes $(300_1) \dots (300_L)$. Chaque antenne (300_ℓ) est reliée à une batterie de filtres adaptés (310_i) , $i=1..p$, chaque filtre (310_i) étant adapté à un trajet i . Les sorties des différents filtres (310_i) relatifs à un même trajet i sont reliées à un module d'estimation conjointe (330_i) mettant en œuvre la méthode d'estimation décrite ci-dessus et fournissant un triplet de valeurs estimées $(\hat{\theta}_i, \hat{v}_i, \hat{\alpha}_i)$. L'estimation est effectuée en parallèle pour tous les trajets. Les signaux

de sortie relatifs à un même trajet $i=1..P$ sont également dirigés vers des moyens de formation de voies $(320_1, \dots, 320_P)$. La valeur estimée $\hat{\theta}_i$ fournie par le module d'estimation conjointe au formateur de voie (320_i) permet à ce dernier de pointer son faisceau de réception dans la direction d'arrivée du trajet i . Dans une variante de réalisation non représentée, chaque formateur de voie (320_i) reçoit également les valeurs estimées $\hat{\theta}_{i'}$ fournies par les autres estimateurs $(330_{i'})$, $i' \neq i$, des trajets i' du même utilisateur. Ceci permet au formateur de voie (320_i) de placer des zéros dans le diagramme de réception pour les directions concernées $(\hat{\theta}_{i'}, i' \neq i)$ de manière à mieux séparer les signaux reçus des différents trajets. Les valeurs estimées $\hat{\nu}_i$ et $\hat{\alpha}_i$ sont transmises à un multiplicateur complexe (340_i) qui multiplie le signal de sortie du formateur de voie (320_i) par le coefficient complexe $\hat{\alpha}_i e^{-j\hat{\nu}_i}$, conjugué du coefficient complexe du canal. Les sorties des P multiplicateurs sont alors sommées dans un sommateur (350) pour fournir une sortie de type MRC (Maximum Ratio Combining).

Ce dispositif de réception permet de réaliser à la fois une formation de voies dans les directions des différents trajets et une combinaison de type MRC comme dans un filtre de Rake. Il est clair pour l'homme du métier que les opérations représentées par les différents modules de la Fig. 3 peuvent être effectuées par un processeur programmé à cet effet ou par une pluralité de processeur dédiés.

Bien que l'invention ait été essentiellement décrite dans le cadre de la réception d'un signal émis par un terminal mobile et reçu par l'antenne adaptative d'une station de base, il est clair pour l'homme du métier que l'invention ne se limite pas à cet exemple d'application mais s'étend à tout type d'application requérant l'estimation de direction d'arrivée d'un signal utile et des caractéristiques d'un canal de transmission.

REVENDICATIONS

- 1) Méthode d'estimation de canal et de direction d'arrivée d'un signal émis par un émetteur et reçu par un réseau d'antennes après s'être propagé selon au moins un trajet, caractérisée en ce qu'elle comprend, pour chaque trajet, une première étape d'estimation des déphasages (ξ_t) des signaux reçus par les différentes antennes du
- 5 réseau, une seconde étape d'estimation de l'angle d'arrivée (θ) du signal ainsi que de la rotation de phase (ν) subie par le signal le long dudit trajet à partir desdits déphasages et une troisième étape d'estimation de l'atténuation (α) subie par le signal le long dudit trajet à partir des valeurs estimées ($\hat{\nu}$, $\hat{\theta}$) de la rotation de phase et de l'angle d'arrivée.
- 10
- 2) Méthode d'estimation selon la revendication 1, caractérisée en ce que la première étape comprend, pour chaque signal reçu (x_t), la minimisation d'une première distance entre une pluralité de valeurs dudit signal ($x_t(t)$) prises à une pluralité d'instantants (t) et les valeurs prises aux mêmes instants d'un signal pilote
- 15 ($b(t)$) ayant subi le déphasage et l'atténuation à estimer.

- 3) Méthode d'estimation selon la revendication 2, caractérisée en ce que le déphasage ξ_t du signal x_t reçu par une antenne ℓ est estimé par :

$$\hat{\xi}_t = \text{Arc tg} \left(\frac{S_t^1 - S_t^2}{S_t^3 + S_t^4} \right) \text{ où}$$

$$S_t^1 = \sum_{i=1}^T x_t^i(t) \cdot b_R(t)$$

$$S_t^2 = \sum_{i=1}^T x_t^R(t) \cdot b_I(t)$$

$$S_t^3 = \sum_{i=1}^T x_t^R(t) \cdot b_R(t)$$

$$S_t^4 = \sum_{i=1}^T x_t^I(t) \cdot b_I(t)$$

où $x_t^R(t)$ et $x_t^I(t)$ sont respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de la valeur du signal reçu x_t à l'instant t , $b_R(t)$ et $b_I(t)$ la partie réelle et la partie

imaginaire de la valeur du signal pilote à l'instant t et T une longueur de fenêtre temporelle.

5 4) Méthode d'estimation selon l'une des revendications précédentes, caractérisée en ce que la seconde étape comprend une levée d'ambiguïté des déphasages, la levée d'ambiguïté opérant de proche en proche d'une antenne à la suivante à partir d'une antenne de référence du réseau.

10 5) Méthode d'estimation selon la revendication 4, caractérisée en ce que la levée d'ambiguïté utilise une relation affine entre les déphasages et le rang de l'antenne dans le réseau.

15 6) Méthode d'estimation selon l'une des revendications précédentes, caractérisée en ce que la rotation de phase (ν) et l'angle d'arrivée (θ) sont estimés à partir d'une régression linéaire sur les valeurs estimées des déphasages.

20 7) Méthode d'estimation selon la revendication 6, caractérisée en ce que la rotation de phase (ν) et l'angle d'arrivée (θ) sont estimés en minimisant une seconde distance $J(\nu, \varphi) = \sum_{\ell=1}^L (\nu + (\ell-1) \cdot \varphi - \hat{\xi}_{\ell})^2$ où $\hat{\xi}_{\ell}$ est la valeur estimée du déphasage du signal reçu par l'antenne de rang ℓ , $\varphi = 2\pi \cos(\theta) d / \lambda$ où d est le pas du réseau, λ la longueur d'onde du signal et L le nombre d'antennes du réseau.

25 8) Méthode d'estimation selon l'une des revendications précédentes, caractérisée en ce que l'on procède à une nouvelle estimation ($\tilde{\xi}_{\ell}$) des déphasages à partir de la valeur estimée de la rotation de phase ($\hat{\nu}$) et de celle de l'angle d'arrivée ($\hat{\theta}$).

30 9) Méthode d'estimation selon la revendication 8, caractérisée en ce que l'atténuation (α) est estimée en minimisant une troisième distance entre une pluralité de valeurs dudit signal ($x(t)$) prises à une pluralité d'instant (t) et les valeurs prises aux mêmes instants d'un signal pilote ($b(t)$) déphasé des valeurs de déphasage ($\tilde{\xi}_{\ell}$) nouvellement estimées et ayant subi l'atténuation (α) à estimer, la distance étant calculée sur l'ensemble des antennes du réseau.

10) Dispositif de réception de signal comprenant un réseau d'antennes (300_i) et des moyens d'estimation (330_i) adaptés à mettre en œuvre les étapes de la méthode selon l'une des revendications précédentes.

5 11) Dispositif de réception selon la revendication 10, caractérisé en ce qu'il comprend en sortie de chaque antenne une pluralité de filtres adaptés (310_i) aux différents trajets de propagation du signal et une pluralité de moyens d'estimation (330_i), chaque moyen d'estimation étant associé à un trajet (i) et recevant les sorties des filtres adaptés (310_i) au trajet correspondant.

10

12) Dispositif de réception selon la revendication 11, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens de formation de voie (320_i), chaque moyen de formation de voie (320_i) étant associé à un trajet (i) et recevant du moyen d'estimation (330_i) associé audit trajet l'estimation $\hat{\theta}_i$ de l'angle d'arrivée dudit trajet pour former une
15 voie dans la direction correspondante.

13) Dispositif de réception selon la revendication 12, caractérisé en ce que chaque moyen de formation de voie (320_i) reçoit également des moyens d'estimation (330_{i'}) autres que le moyen d'estimation associé (330_i) les estimations ($\hat{\theta}_{i'}$, $i' \neq i$) des
20 angles d'arrivée des autres trajets pour placer des zéros dans les directions correspondantes.

14) Dispositif de réception selon la revendication 12 ou 13, caractérisé en ce qu'il comprend en outre une pluralité de moyens de multiplication complexe (340_i),
25 chaque moyen de multiplication complexe étant associé à un trajet (i) et multipliant la sortie d'un moyen de formation de voie (320_i) par le coefficient complexe $\hat{\alpha}_i e^{-j\hat{\nu}_i}$ où $\hat{\nu}_i$ et $\hat{\alpha}_i$ sont les valeurs estimées de la rotation de phase et du coefficient d'atténuation fournies par le moyen d'estimation associé audit trajet.

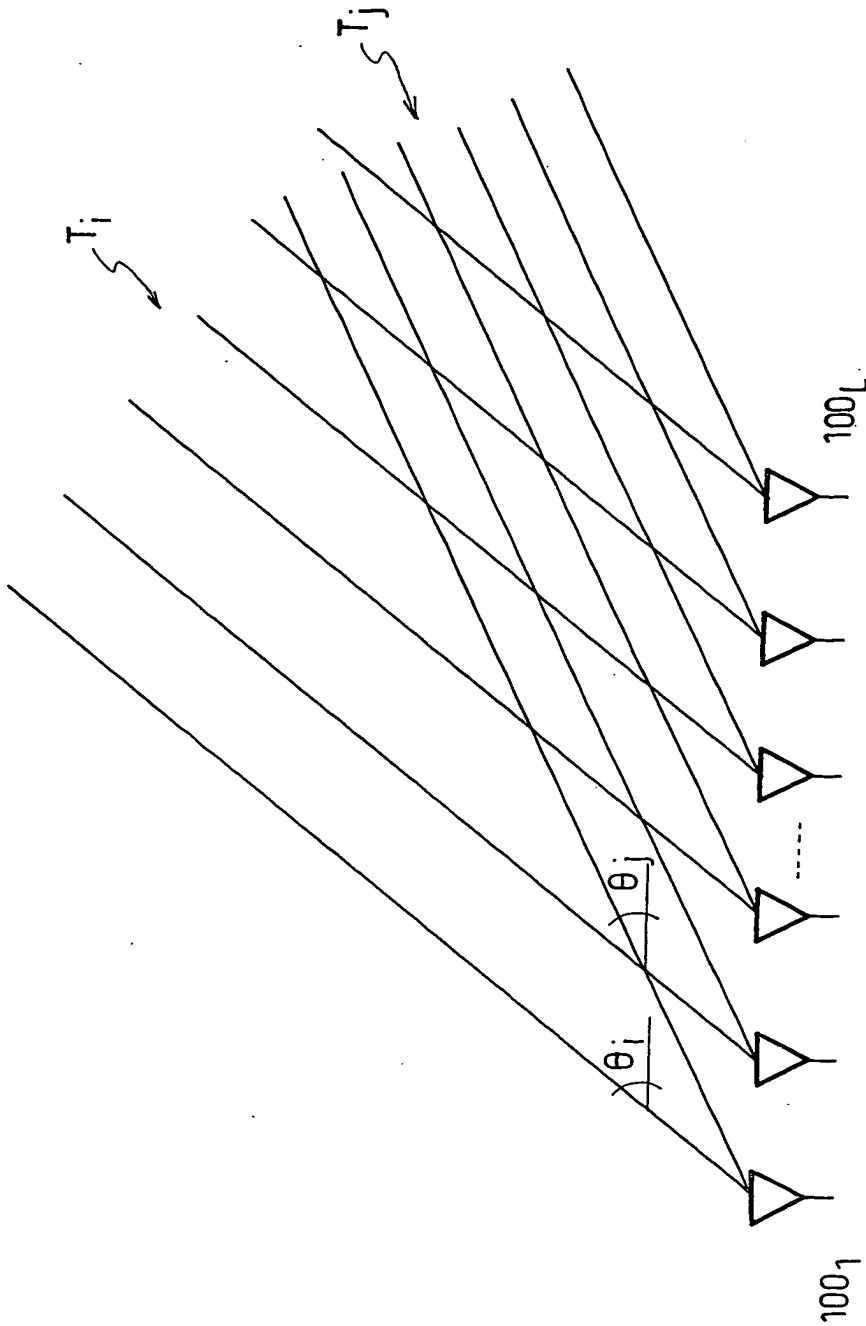
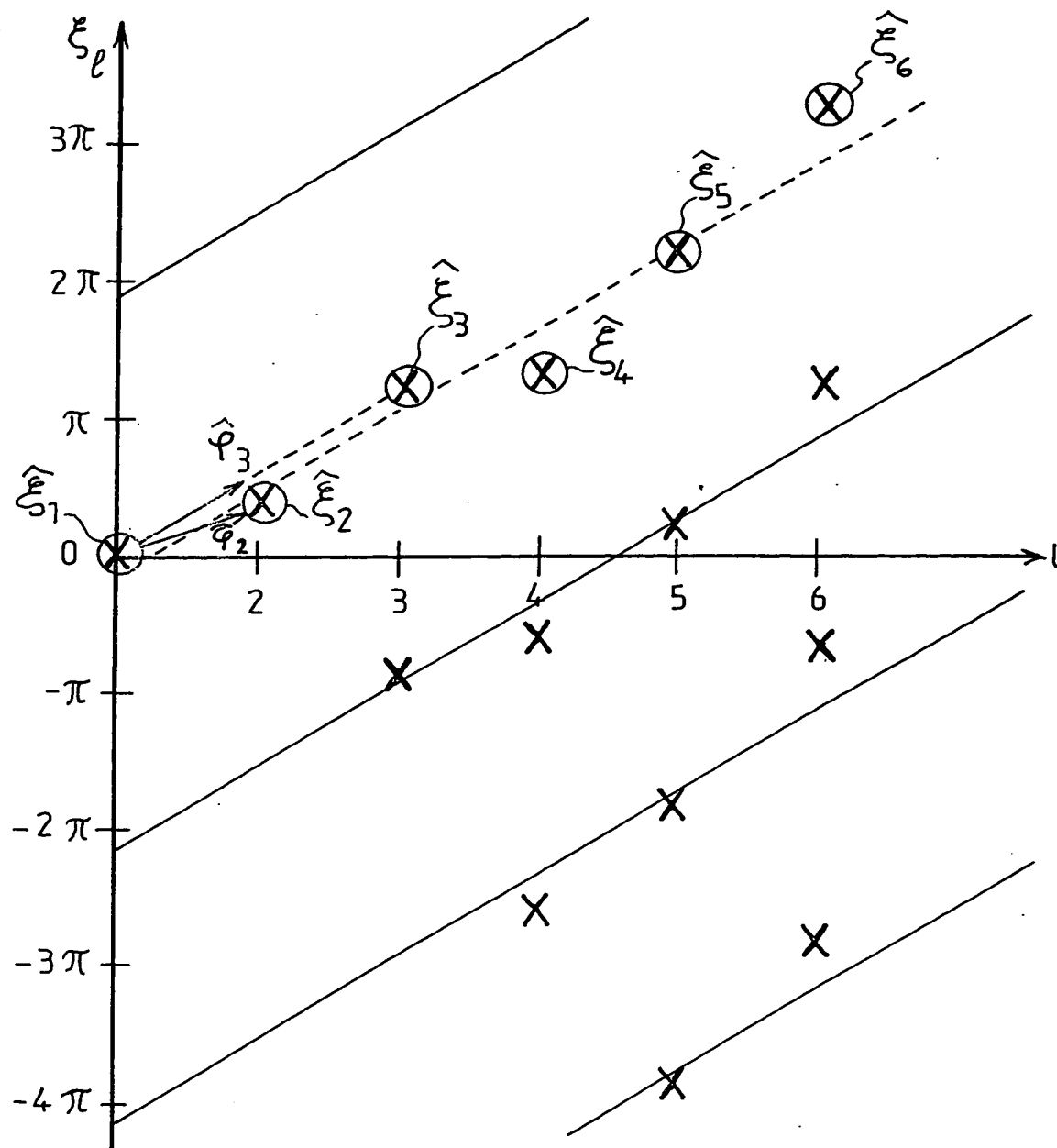
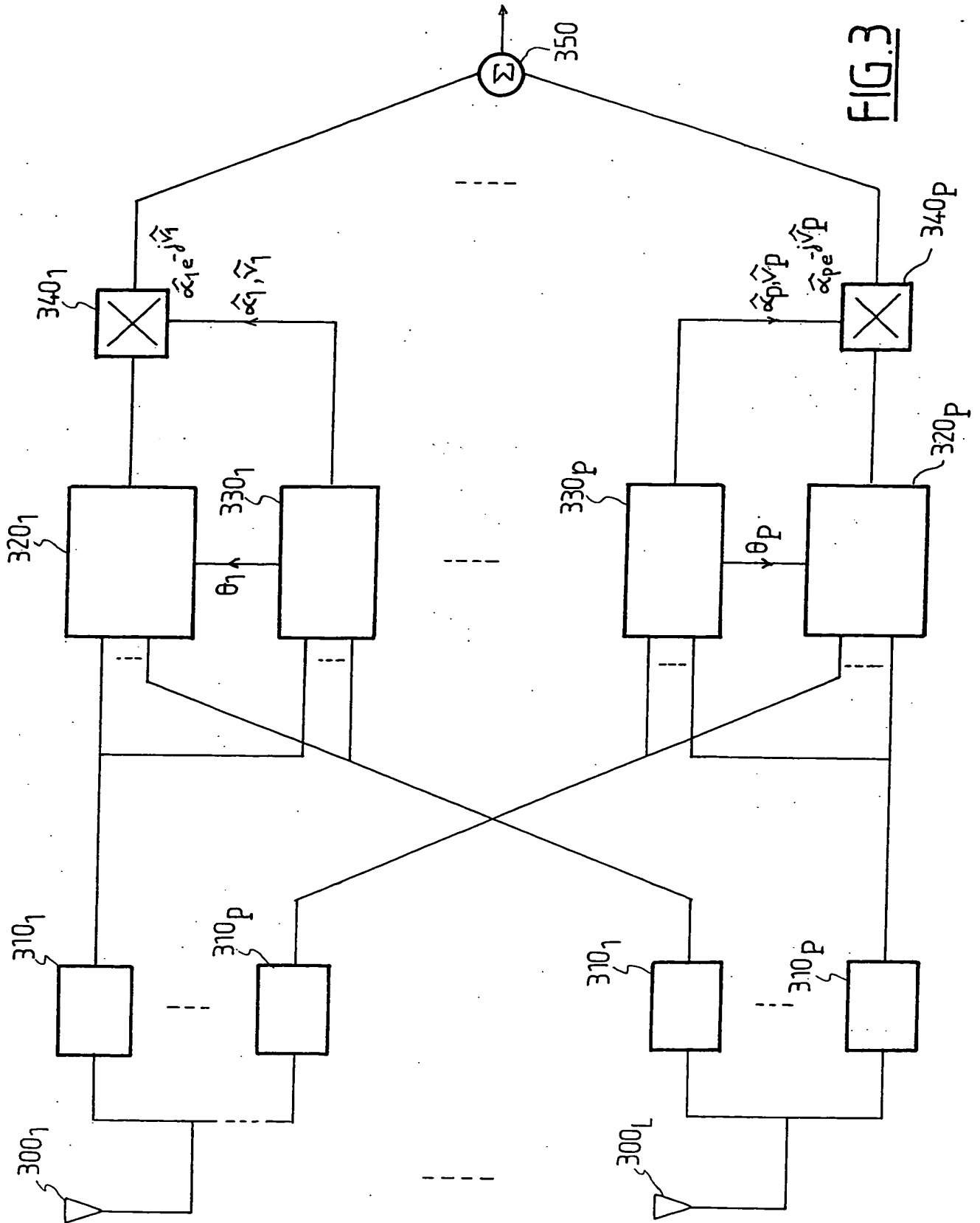


FIG.1

FIG.2



THIS PAGE BLANK (USPTO)



22850

(703) 413-3000

DOCKET NO.: 21192245 2
INVENTOR: Loic Brunel